

①9 BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ **Offenlegungsschrift**  
⑪ **DE 37 41 698 A 1**

⑤1 Int. Cl. 4:  
**H 04 B 7/08**  
H 04 B 1/16

②1 Aktenzeichen: P 37 41 698.7  
②2 Anmeldetag: 9. 12. 87  
④3 Offenlegungstag: 29. 6. 89

DE 37 41 698 A 1

⑦1 Anmelder:  
Blaupunkt-Werke GmbH, 3200 Hildesheim, DE  
  
⑦4 Vertreter:  
Eilers, N., Dipl.-Phys., Pat.-Anw., 3200 Hildesheim

⑦2 Erfinder:  
Bochmann, Harald, Dr., 3000 Hannover, DE;  
Wiedemann, Kurt, 3200 Hildesheim, DE

Prüfungsantrag gem. § 44 PatG ist gestellt

⑤4 Empfänger für Radiowellen mit mehreren Antennen

Bei einem Empfänger für Radiowellen im VHF- und UHF-Bereich mit mehreren Antennen, insbesondere für ein Kraftfahrzeug, wobei das von jeder Antenne empfangene Signal mit einem im Empfänger erzeugten Träger gemischt wird und die somit entstandenen Mischsignale mit steuerbarer Phasenlage zu einem Summensignal addiert werden, werden die Phasenlagen der zu addierenden Mischsignale jeweils in Abhängigkeit der Phasendifferenz zwischen dem jeweiligen Mischsignal und dem Summensignal gesteuert.

DE 37 41 698 A 1

Die Erfindung geht aus von einem Empfänger nach der Gattung des Hauptanspruchs.

Die erreichbare Qualität, insbesondere des UKW-Empfangs in Fahrzeugen, wird im wesentlichen durch Mehrwege-Empfang sowie durch von fremden Fahrzeugen ausgehende Zündstörungen negativ beeinflusst.

Da die Empfangsbedingungen in fahrenden Fahrzeugen ständig wechseln, erscheint der Einsatz einer Richtantenne, welche beim stationären Empfang im allgemeinen eine entscheidende Qualitätsverbesserung bewirkt, hier nicht ohne weiteres möglich. Vielmehr werden Antennen für Kraftfahrzeuge im Hinblick auf eine möglichst richtungsunabhängige Empfindlichkeit ausgelegt. Zur Empfangsverbesserung sind Verfahren mit mehreren Antennen, sogenannter Diversity-Empfang, bekannt, bei welchen jedoch die Auswahl des Antennensignals allein nach der Feldstärke erfolgt, wobei diese Auswahl nicht unbedingt mit der Optimierung des Störabstandes einhergeht.

Es ist ferner ein Verfahren bekannt geworden (DE-OS 35 10 580), bei welchem phasenkorrigierte Zwischenfrequenzsignale zweier Antennen mit einstellbaren Koeffizienten bewertet und überlagert werden. Die Ermittlung dieser Koeffizienten erfolgt dabei durch eine digitale Steuerung, welche jeweils überprüft, ob kleine Änderungen der Phasenlage der Zwischenfrequenzsignale zueinander jeweils eine Vergrößerung oder Verkleinerung der Gesamt-Zwischenfrequenzamplitude bewirken. Bewirkt eine derartige Änderung eine Verkleinerung der Gesamt-Zwischenfrequenzamplitude, wird die Änderung der Phasenlage rückgängig gemacht, während bei Größerwerden der Amplitude die Änderung der Phasenlage weiter vergrößert wird. Die digitale Steuerung benötigt jedoch für die versuchsweise Änderung der Phasenlage und die anschließende Messung der Gesamt-Zwischenfrequenzamplitude Zeit, die insbesondere bei einem Versuch in die falsche Richtung die Geschwindigkeit des Einstellvorgangs beeinträchtigt.

Der erfindungsgemäße Empfänger mit den kennzeichnenden Merkmalen des Hauptanspruchs vermeidet diesen Nachteil, was insbesondere einer größeren Zahl von Antennen den Einstellvorgang gegenüber dem bekannten Verfahren erheblich beschleunigt.

Der erfindungsgemäße Empfänger eignet sich zum Empfang von Radiowellen, die nach verschiedenen Verfahren moduliert sind, wobei die Amplitude im wesentlichen unabhängig von dem Modulationssignal ist. Dementsprechend kommt eine Anwendung insbesondere der frequenzmodulierten, phasenmodulierten und/oder pulsmodulierten Radiowellen in Betracht.

Durch die in den Unteransprüchen aufgeführten Maßnahmen sind vorteilhafte Weiterbildungen und Verbesserungen der im Hauptanspruch angegebenen Erfindung möglich.

Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in der Zeichnung anhand mehrerer Figuren dargestellt und in der nachfolgenden Beschreibung näher erläutert. Es zeigt:

Fig. 1 ein Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen Empfängers,

Fig. 2 ein Blockschaltbild eines ersten Ausführungsbeispiels für eine bei dem Empfänger nach Fig. 1 verwendeten Steuereinrichtung,

Fig. 3 ein zweites Ausführungsbeispiel einer Steuereinrichtung,

Fig. 4 ein Blockschaltbild eines in den Ausführungs-

beispielen nach Fig. 2 und Fig. 3 verwendeten Phasendiskriminators,

Fig. 5 ein Simulationsmodell einer Antennenanordnung,

Fig. 6 resultierende Antennenrichtdiagramme bei der Richtungsänderung einer einfallenden Welle,

Fig. 7 resultierende Antennenrichtdiagramme bei dem Einfall mehrerer Wellen,

Fig. 8 Diagramme der Zwischenfrequenzamplitude des Zwischenfrequenzpegels und des demodulierten Signals bei dem erfindungsgemäßen Empfänger und

Fig. 9 entsprechende Signale bei einem bekannten Empfänger.

Gleiche Teile sind in den Figuren mit gleichen Bezugszeichen versehen.

Bei der Schaltungsanordnung nach Fig. 1 sind mehrere Antennen 11 bis 1n vorgesehen, von denen lediglich die Antenne 11 und 1n dargestellt sind. Jeweils einer Antenne ist eine Vorstufe 21 bis 2n zugeordnet, deren Ausgangssignal je einem Mischer 31 bis 3n zugeführt ist. Mit jeweils einem weiteren Eingang der Mischer 31 bis 3n ist ein durchstimmbarer Oszillator 71 verbunden. Die somit entstandenen Mischsignale  $u_1$  bis  $u_n$  werden einerseits über Multiplizierer 41 bis 4n und andererseits über Phasendrehglieder 51 bis 5n und weitere Multiplizierer 61 bis 6n Eingängen einer Summierschaltung 70 zugeführt. Das am Ausgang der Summierschaltung 70 anstehende Summensignal wird in an sich bekannter Weise einem Zwischenfrequenzverstärker, der aus einem Filter 72 und einem Begrenzer 73 besteht, zugeführt, an den sich ein Demodulator 74 anschließt, an dessen Ausgang 75 die niederfrequenten Signale zur Verfügung stehen.

Mit Hilfe von Steuereinrichtungen 81 bis 8n werden den Multiplizierern 41 bis 4n und 61 bis 6n Koeffizienten zugeführt, mit denen die Mischsignale  $u_1$  bis  $u_n$  und die um 90° phasengedrehten Mischsignale  $u_1'$  bis  $u_n'$  bewertet werden, wobei die den Multiplizierern 41 bis 4n zugeführten Koeffizienten jeweils als Realteil und die den Multiplizierern 61 bis 6n zugeführten Koeffizienten jeweils als Imaginärteil eines komplexen Koeffizienten  $w_i$  aufgebraucht werden können.

Jeweils eine der Steuereinrichtungen 81 bis 8n dient zur Bewertung eines der Mischsignale  $u_1$  bis  $u_n$  und des dazugehörigen um 90° phasengedrehten Mischsignals  $u_1'$  bis  $u_n'$ .

Fig. 2 zeigt ein erstes Ausführungsbeispiel einer Steuereinrichtung in stark vereinfachter Form. Zur Messung der Phasendifferenz zwischen dem jeweiligen Mischsignal  $u_i$  ( $i = 1$  bis  $n$ ) und dem Summensignal  $u_s$  werden beide Signale über jeweils einen Eingang 91, 92 und einen Bandpaß 93, 94 einem Phasendiskriminator 95 zugeführt. Mit Hilfe der Bandpässe 93, 94 wird die Messung der Phasendifferenz auf das Nutzsendersignal beschränkt. Die Bandpässe 93, 94 beeinflussen zwar die Phasenlagen der Nutzsignale, infolge des symmetrischen Aufbaus ist der Einfluß auf beide zugeführten Signale im wesentlichen gleich, so daß eine Verfälschung des Meßergebnisses vernachlässigbar ist.

Der Phasendiskriminator 95 hat zwei Ausgänge 96, 97, an welchen jeweils Signale anstehen, die proportional zum Sinus bzw. proportional zum Cosinus des Phasenwinkels zwischen den Eingangssignalen des Phasendiskriminators sind. An den Ausgängen 98, 99 der nachgeschalteten Tiefpässe 100, 101 sind Steuerspannungen abnehmbar. Vom Ausgang 99 wird die Steuerspannung, welche den Realteil des Koeffizienten  $w_i$  dargestellt, der jeweiligen Multiplizierschaltung 41 bis 4n zugeführt,

während die Multiplizierschaltungen 61 bis 6n für die 90° phasengedrehten Mischsignale mit entsprechenden Ausgängen 98 der Steuereinrichtungen 81 bis 8n verbunden sind.

Bei dem Ausführungsbeispiel nach Fig. 2 wird zur Steuerung nicht die Amplitude des Summensignals  $u_s$  benutzt. Es findet demnach keine Regelung statt, welche die Koeffizienten derart verstellt, daß die Amplitude des Summensignals ein Maximum aufweist. Es wird vielmehr aufgrund der jeweiligen Phasendifferenz zwischen einem Mischsignal und dem Summensignal das Mischsignal derart in der Phase gedreht, daß es positiv zum Summensignal beiträgt.

Durch eine Kombination des anhand von Fig. 2 beschriebenen Verfahrens mit einer zusätzlichen Auswertung der Amplitude des Summensignals wie sie im Ausführungsbeispiel der Patentanmeldung P 36 34 439.7 beschrieben wurde, gelingt es, sowohl eine optimale Einstellung auf den Nutzsender herbeizuführen als auch diejenigen Empfangsrichtungen auszublenden, aus denen frequenzselektiven Schwund verursachende Echos einfallen.

Den grundsätzlichen Aufbau einer derartigen Steuereinrichtung zeigt Fig. 3. Dabei wird jeweils eines der Mischsignale  $u_i$  und das Summensignal  $u_s$  wie bei der Steuereinrichtung nach Fig. 2 einem Phasendiskriminator 95 zugeführt. Das Summensignal gelangt außerdem an den Eingang eines Amplitudendemodulators 102. Dabei umfaßt der Amplitudendemodulator einen regelbaren Vorverstärker. Dieses und der nachgeschaltete Hochpaß 103 tragen dazu bei, daß der Modulationsgrad des Summensignals nahezu unabhängig vom mittleren Signalpegel ermittelt wird. Das Ausgangssignal des Hochpasses 103 wird um den Faktor  $v$  in einem Verstärker 104 verstärkt und zwei Mischern 105, 106 zugeführt, welche ferner mit den Ausgangssignalen des Phasendiskriminators 95 beaufschlagt sind. Die Ausgangssignale der Mischer 105, 106 werden in Subtrahierschaltungen 107 und 108 von den Ausgangssignalen des Phasendiskriminators 95 subtrahiert, wonach die Ergebnisse der Subtraktion wie bei dem Ausführungsbeispiel nach Fig. 2 tiefpaßgefiltert und von den Ausgängen 98, 99 den Multiplizierern 41 bis 4n bzw. 61 bis 6n zugeleitet werden.

Die Grenzfrequenzen der Tiefpässe 100, 101 in Verbindung mit dem Verstärkungsfaktor  $v$  des Verstärkers 104 bestimmen das Gewicht, mit dem die beiden unterschiedlichen Fehlerkriterien (Phasenabweichung zwischen  $u_i$  und  $u_s$  und Amplitude des Summensignals) auf den Einstellvorgang einwirken.

Fig. 4 zeigt ein Blockschaltbild eines Phasendiskriminators, der sich für die Verwendung in den Schaltungen gemäß Fig. 2 und Fig. 3 eignet. Die zu vergleichenden Signale werden den Eingängen 121 und 122 zugeführt und jeweils über einen Amplitudengrenzer 123, 124 und einen Tiefpaß 125, 126 geleitet. Die Amplitudengrenzer verhindern, daß Amplitudenschwankungen der zu vergleichenden Signale das Meßergebnis verfälschen. Die durch die Amplitudengrenzung entstandenen Oberschwingungen werden in den Tiefpässen 125, 126 unterdrückt.

Die Ausgangssignale der Tiefpässe 125, 126 werden zwei symmetrischen Mischern bzw. Analog-Multiplizierern 127, 128 zugeführt, wobei zwischen dem Ausgang des Tiefpasses 125 und dem entsprechenden Eingang des Mischers 128 ein 90°-Phasendrehglied 129 vorgesehen ist. Die Ausgangsspannungen der Mischer 127, 128 enthalten einen Gleichspannungsanteil, der dem Cosi-

nus bzw. dem Sinus der Phasendifferenz proportional ist, sowie einen Wechselspannungsanteil, dessen Frequenz doppelt so groß wie die Frequenz der zu vergleichenden Signale ist. Der Wechselspannungsanteil wird mit Hilfe von nachgeschalteten Tiefpässen 100, 101 (Fig. 2 und 3) ausgefiltert.

Anhand der Fig. 5 bis 9 wird die Verbesserung des Empfangs mit dem erfindungsgemäßen Empfänger, welcher nach dem Ausführungsbeispiel gemäß Fig. 3 ausgelegt ist, dargestellt. Dabei zeigen die Fig. 6 bis 9 Ergebnisse einer Simulation, welcher die in Fig. 5 dargestellte Anordnung von vier Empfangsantennen zugrundeliegt. Der Abstand der jeweils diagonal angeordneten Strahler ist dabei gleich einer halben Wellenlänge.

Fig. 6a) zeigt das resultierende Antennenrichtdiagramm, welches sich bei einer von rechts einfallenden ebenen Welle im eingeschwungenen Zustand einstellt. Eine abrupte Änderung der Einfallsrichtung führt über das in Fig. 6b) exemplarisch dargestellte transiente Richtdiagramm zu einem neuen stationären Richtdiagramm gemäß Fig. 6c).

Fig. 7 erläutert das Verhalten des erfindungsgemäßen Empfängers bei frequenzselektivem Schwund. Die Geradenabschnitte kennzeichnen dabei die Amplituden sowie die Einfallsrichtungen der direkten Welle bzw. der um die Zeiten  $\delta t_1$  bis  $\delta t_3$  verzögert eintreffenden Echos. Die Anfangswerte der Stellkoeffizienten zu Beginn des Adaptionsvorgangs sind willkürlich gewählt. Die Simulation wurde durchgeführt für die Trägerfrequenz von 100 MHz, wobei die Modulationsfrequenz 2 KHz und der Frequenzhub  $\pm 75$  KHz betrug.

Fig. 8a) zeigt den Zeitverlauf der Zwischenfrequenzamplitude (Amplitude des Summensignals)  $U_s$  und punktiert den Zwischenfrequenzpegel während des Einstellvorgangs. Ebenfalls während des Einstellvorgangs zeigt Fig. 8b) das zugehörige demodulierte Signal  $UNF$ . Man erkennt, daß die Störung schon nach etwa einer ms bis auf einen geringen Rest abgeklungen ist. Zum Vergleich sind in Fig. 9a) die Zeitverläufe der Zwischenfrequenzamplitude und des Zwischenfrequenzpegels sowie in Fig. 9b) der Zeitverlauf des demodulierten Signals dargestellt, wie sie in einem herkömmlichen Empfänger auftreten.

#### Patentansprüche

1. Empfänger für Radiowellen im VHF- und UHF-Bereich mit mehreren Antennen, insbesondere für ein Kraftfahrzeug, wobei das von jeder Antenne empfangene Signal mit einem im Empfänger erzeugten Träger gemischt wird und die somit entstandenen Mischsignale mit steuerbarer Phasenlage zu einem Summensignal addiert werden, dadurch gekennzeichnet, daß die Phasenlagen der zu addierenden Mischsignale jeweils in Abhängigkeit der Phasendifferenz zwischen dem jeweiligen Mischsignal und dem Summensignal gesteuert werden.
2. Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß die Phase der Mischsignale jeweils um 90° gedreht wird und daß jeweils ein Mischsignal der ursprünglichen Phasenlage und das um 90° phasengedrehte Mischsignal mit je einem Koeffizienten gewertet werden, der aus der Phasendifferenz zwischen dem Mischsignal und dem Summensignal abgeleitet wird.
3. Empfänger nach Anspruch 2, dadurch gekennzeichnet,

zeichnet,

daß für jedes der Mischsignale ein Phasendiskriminator (95) vorgesehen ist, welchem einerseits das Mischsignal und andererseits das Summensignal über je einen Bandpaß (93, 94) zuführbar sind, und daß der Phasendiskriminator (95) über einen Ausgang (96) für die Sinusfunktion der Phasendifferenz und einen Ausgang (97) für die Cosinusfunktion der Phasendifferenz aufweist und daß den Ausgängen je ein Tiefpaß (100, 101) nachgeschaltet ist.

4. Empfänger nach Anspruch 3, dadurch gekennzeichnet,

daß zwischen die Ausgänge (96, 97) des Phasendiskriminators (95) und die Tiefpässe (100, 101) je eine Reihenschaltung aus einem Mischer (105, 106) und einer Subtrahierschaltung (107, 108) eingefügt ist, wobei den Subtrahierschaltungen (107, 108) einerseits die Ausgangssignale der Mischer (105, 106) und andererseits die Ausgangssignale des Phasendiskriminators (95) zuführbar sind, und daß den Mischern (105, 106) ferner das amplitudendemodulierte Summensignal zugeführt ist.

5. Empfänger nach Anspruch 4, dadurch gekennzeichnet, daß das amplitudendemodulierte Summensignal über einen Hochpaß (103) den Mischern (105, 106) zugeführt ist.

30

35

40

45

50

55

60

65

3741698

R.-Nr. 1977

Nummer:

Int. Cl.4:

Anmeldetag:

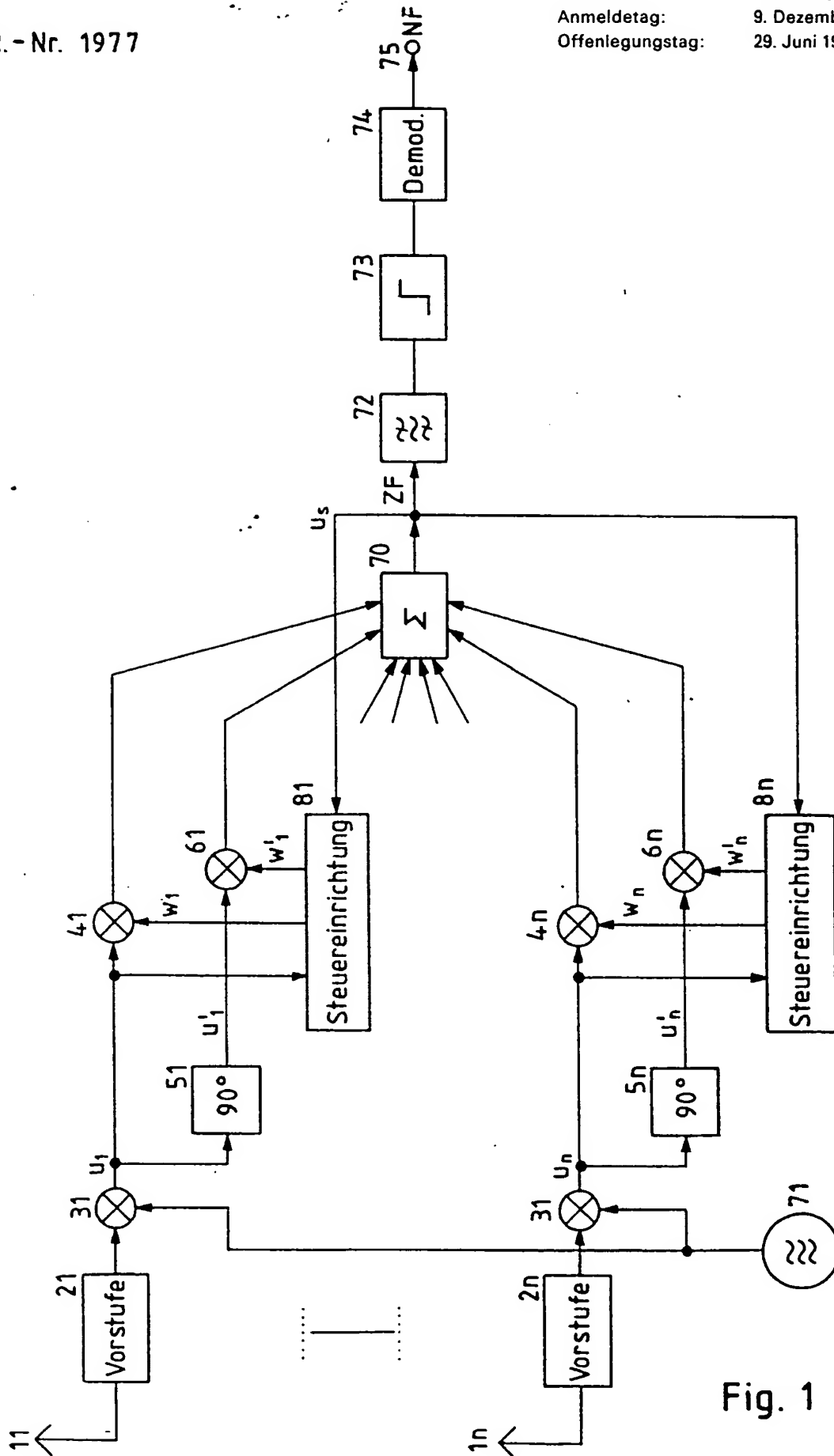
Offenlegungstag:

37 41 698

H 04 B 7/08

9. Dezember 1987

29. Juni 1989



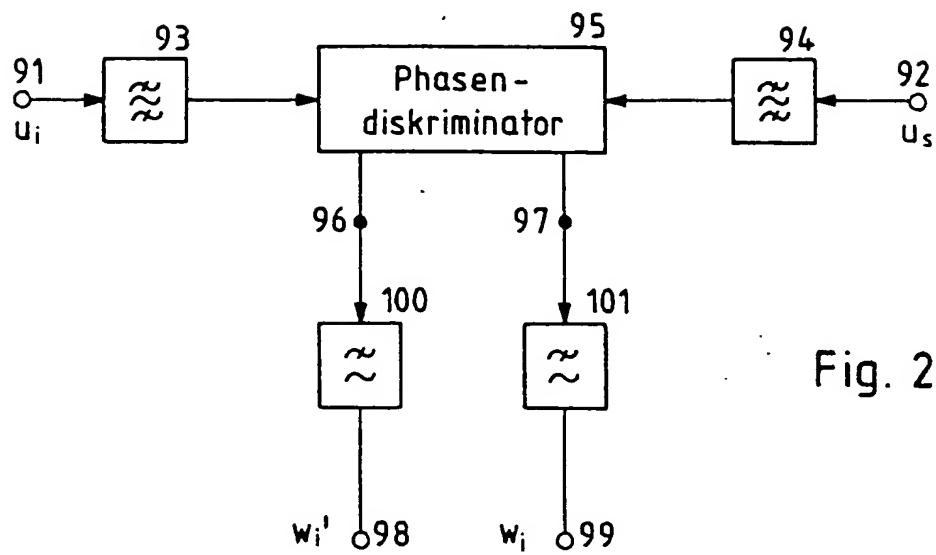


Fig. 2

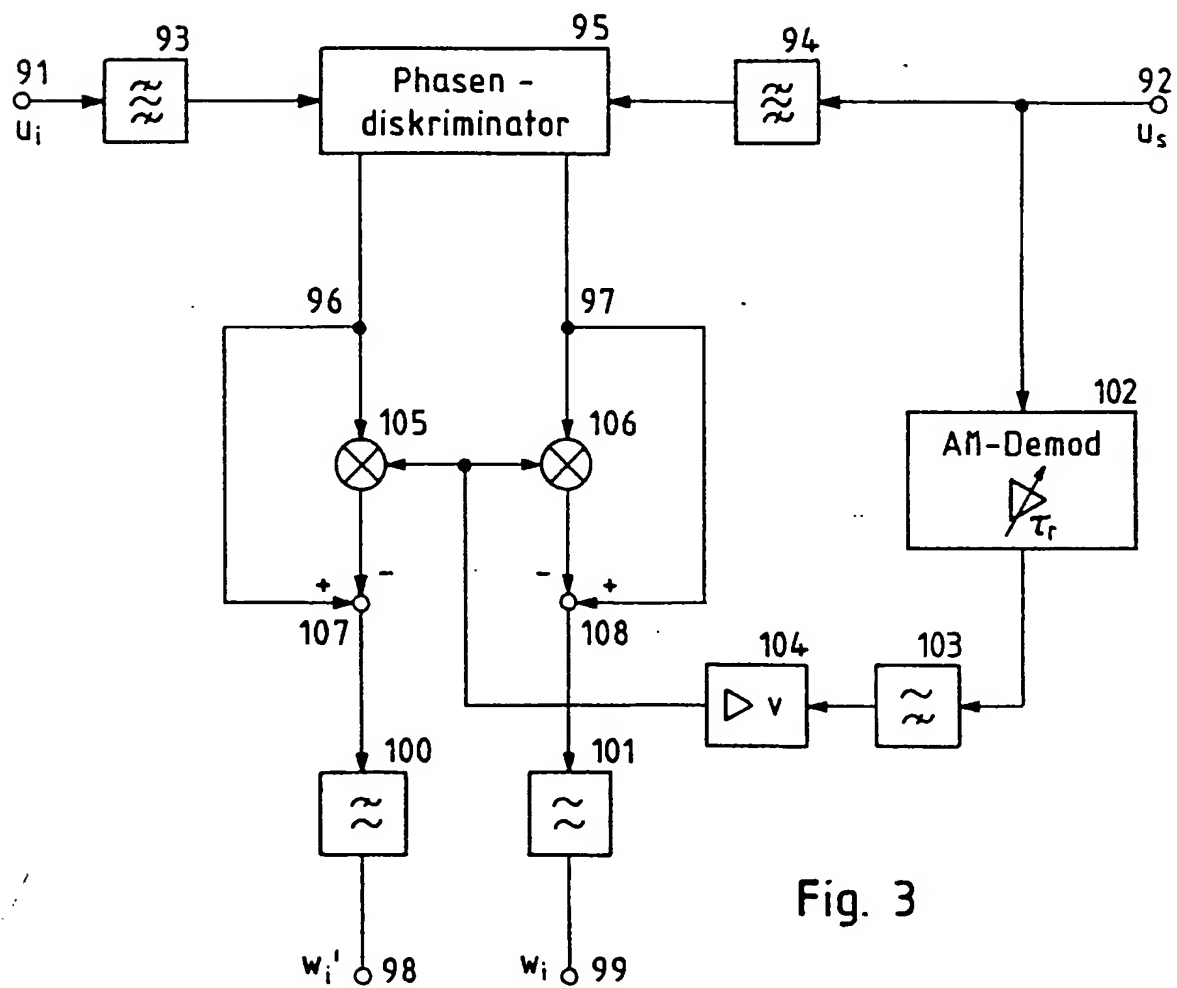


Fig. 3

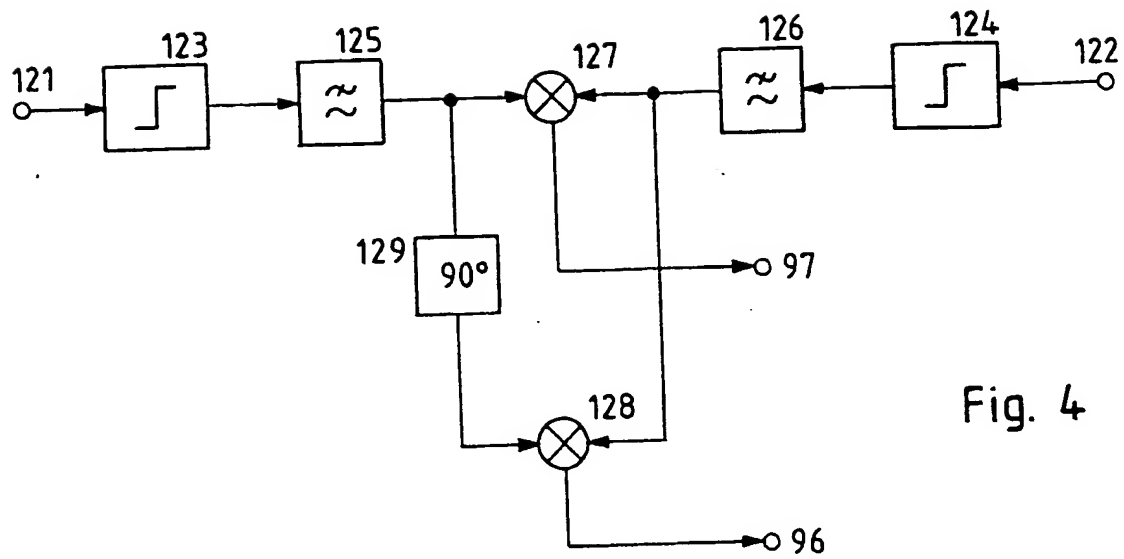


Fig. 4

Fig. 5

15

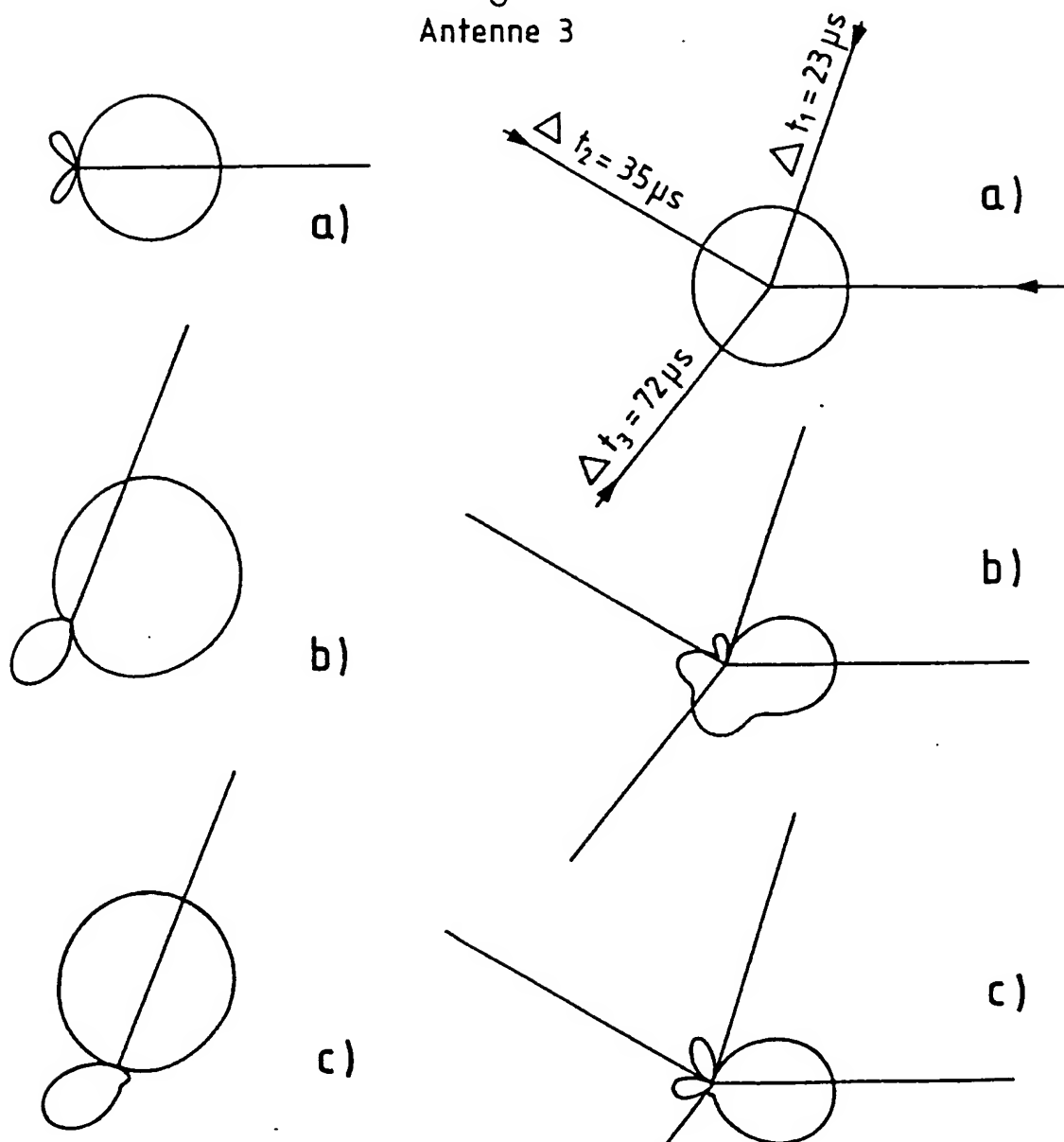
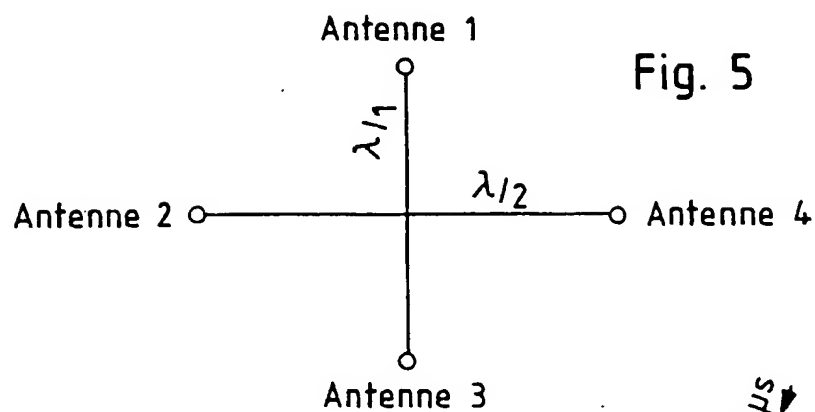
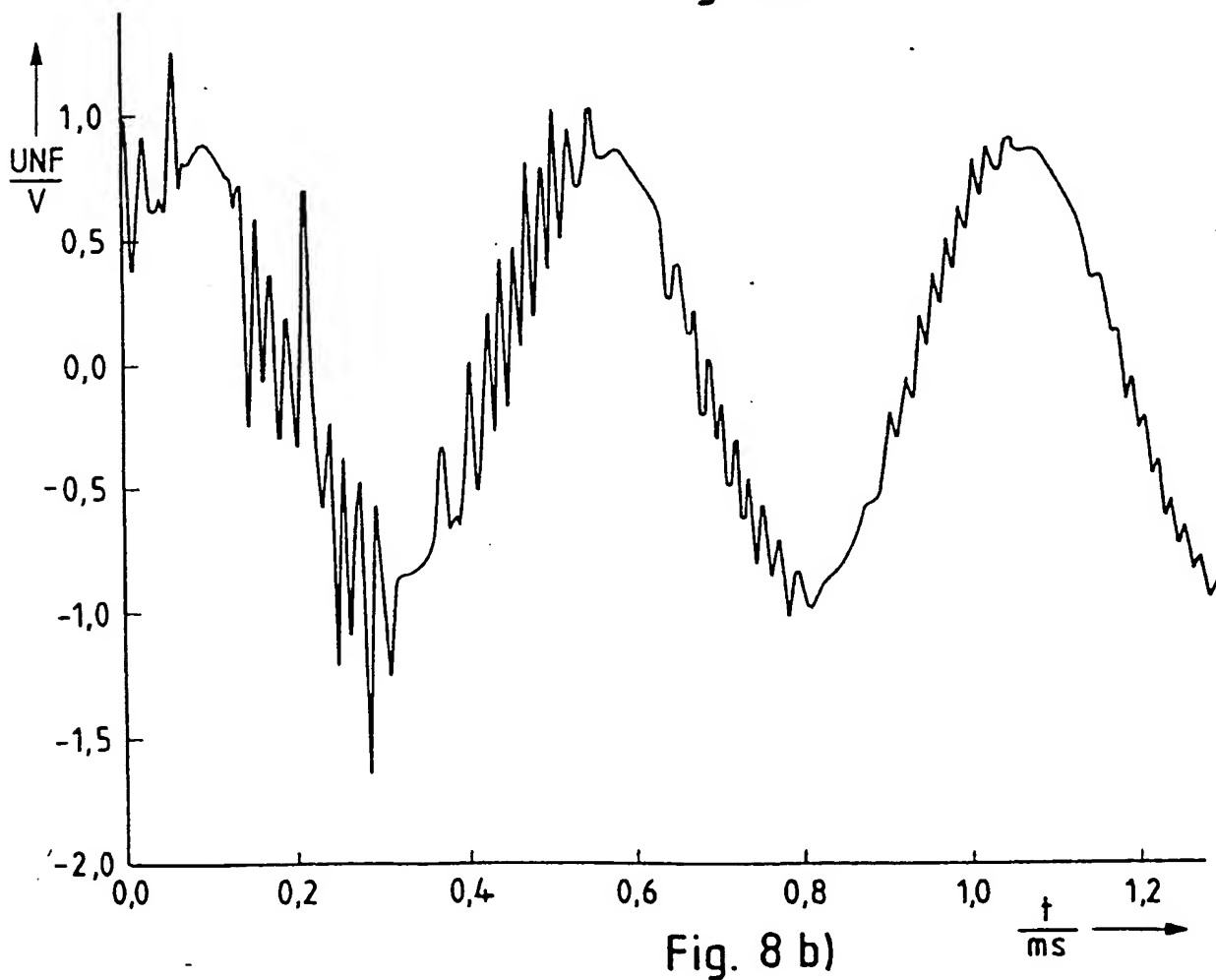
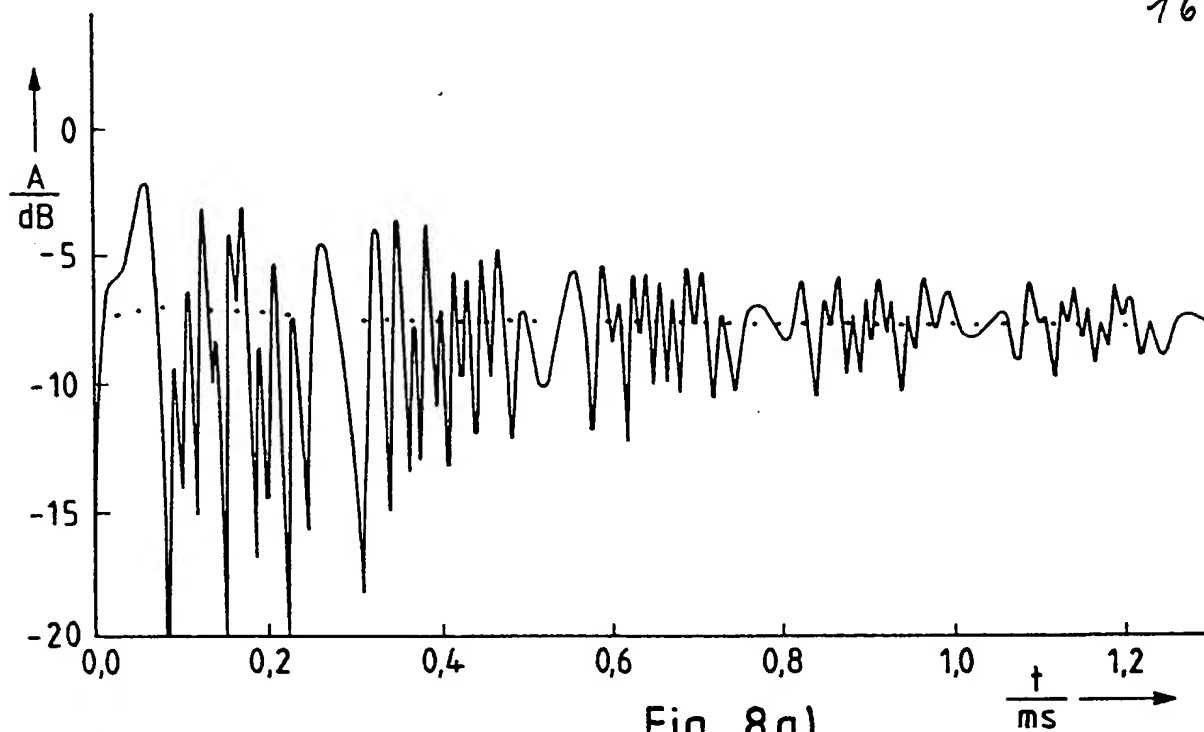


Fig. 6

Fig. 7





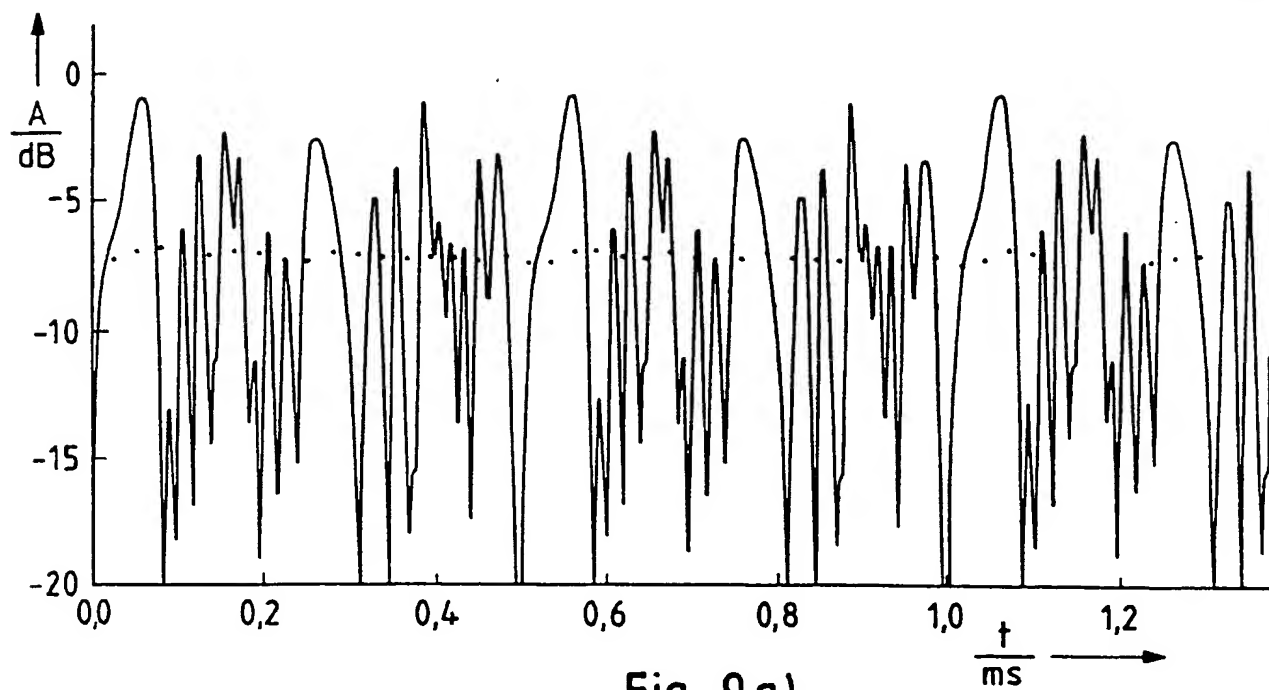


Fig. 9 a)

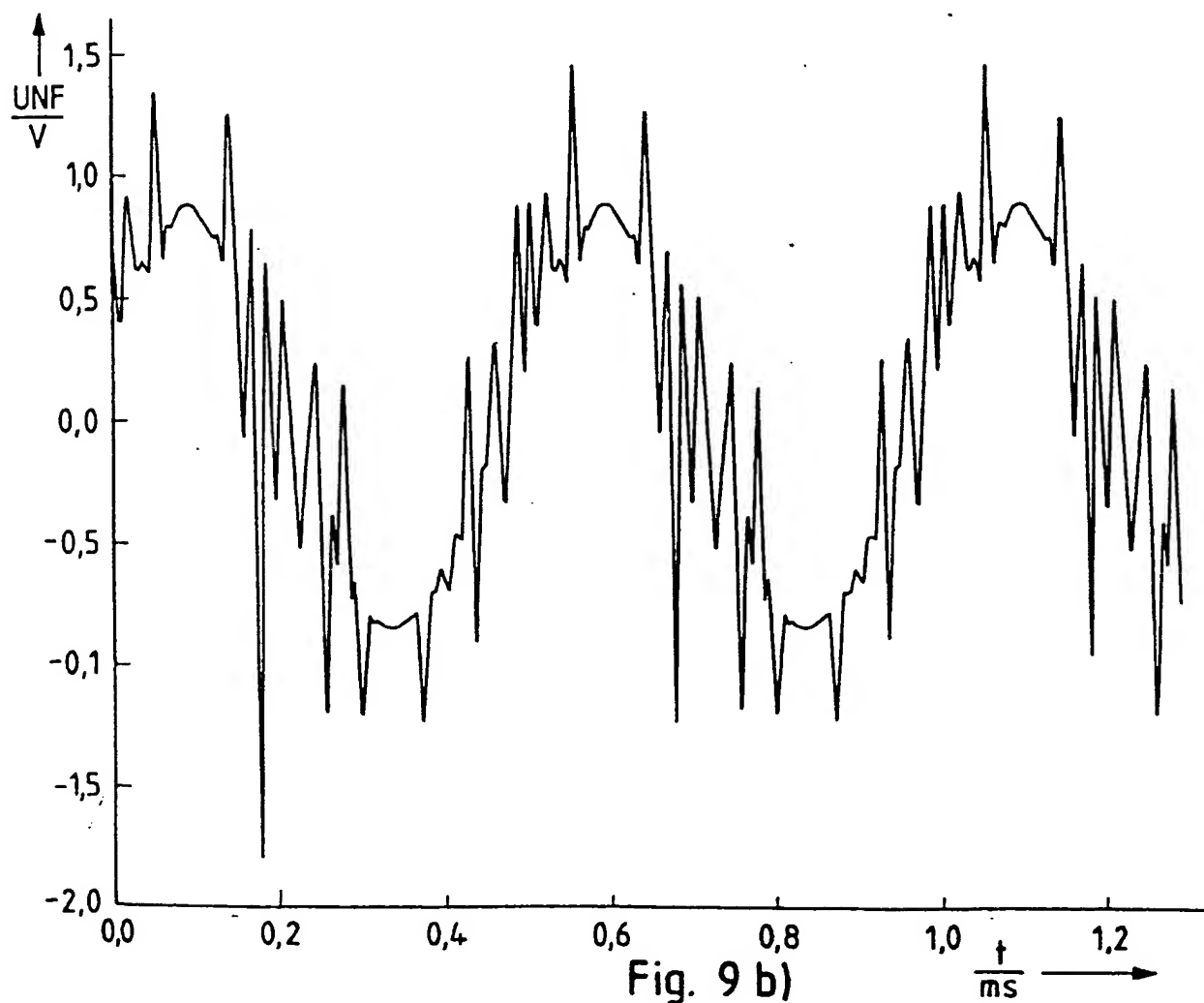


Fig. 9 b)



①⑨ BUNDESREPUBLIK  
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES  
PATENTAMT

⑫ **Patentschrift**  
⑩ **DE 37 41 698 C 2**

⑤① Int. Cl.<sup>5</sup>:  
**H 04 B 7/08**  
H 04 B 1/16

②① Aktenzeichen: P 37 41 698.7-35  
②② Anmeldetag: 9. 12. 87  
④③ Offenlegungstag: 29. 6. 89  
④⑤ Veröffentlichungstag  
der Patenterteilung: 22. 7. 93

DE 37 41 698 C 2

Innerhalb von 3 Monaten nach Veröffentlichung der Erteilung kann Einspruch erhoben werden

⑦③ Patentinhaber:  
Blaupunkt-Werke GmbH, 3200 Hildesheim, DE  
  
⑦④ Vertreter:  
Eilers, N., Dipl.-Phys., Pat.-Anw., 3200 Hildesheim

⑦② Erfinder:  
Bochmann, Harald, Dr., 3000 Hannover, DE;  
Wiedemann, Kurt, 3200 Hildesheim, DE

⑤⑥ Für die Beurteilung der Patentfähigkeit  
in Betracht gezogene Druckschriften:

DE	36 34 439 A1
DE	35 10 580 A1
DE	25 14 181 A1
US	47 00 366
WO	85 02 309 A1

⑤④ Empfänger für Radiowellen mit mehreren Antennen

DE 37 41 698 C 2

Die Erfindung geht aus von einem Empfänger nach der Gattung des Hauptanspruchs.

Die erreichbare Qualität des UKW-Empfangs in Fahrzeugen wird im wesentlichen durch Mehrwegeempfang sowie durch von fremden Fahrzeugen ausgehende Zündstörungen negativ beeinflusst.

Zur Verbesserung des Empfangs von Radiowellen im UKW-Bereich in Fahrzeugen ist es bereits bekannt, zwischen Signalen, welche mit an verschiedenen Stellen der Karosserie angeordneten Stabantennen empfangen werden, je nach der Qualität des Signals umzuschalten (DE 25 14 181 A1).

Aus der WO 85/02 309 A1 ist es bekannt, beim Diversity-Empfang von Radio-Signalen, die aus der nahezu gleichen Richtung einfallen, ein optimales Signal dadurch herzuleiten, in dem die einzelnen in ihrer Phase regelbaren Antennensignale in einer vektoriellen Addierstufe addiert werden. Dazu werden die einzelnen Antennensignale in ihrer Phase so weit gedreht, daß ihre Phasenlagen mit der des Summensignals übereinstimmt.

Aus der DE 35 10 580 A1 ist es bekannt, die Phase der Antennensignale derart zu regeln, daß sich eine geringe Amplitudenmodulation des Summensignals ergibt.

Bei der weiteren Entwicklung des zuletzt genannten Regelverfahrens zeigt es sich, daß eine gleichzeitige Regelung der Amplitude der einzelnen Antennensignale zu einer weiteren Verringerung der Amplitudenmodulation des Summensignals führt. Ein hierfür geeigneter Empfänger ist in der DE 36 34 439 A1 beschrieben.

Dem erfindungsgemäßen Empfänger liegt die Aufgabe zugrunde bei einer größeren Anzahl von Antennen den Einstellvorgang gegenüber dem bekannten Verfahren erheblich zu beschleunigen.

Diese Aufgabe wird durch die im Anspruch 1 angegebenen Merkmale gelöst.

Durch die in den Unteransprüchen aufgeführten Maßnahmen sind vorteilhafte Weiterbildungen und Verbesserungen der im Hauptanspruch angegebenen Erfindung möglich.

Ausführungsbeispiele der Erfindung sind in der Zeichnung anhand mehrerer Figuren dargestellt und in der nachfolgenden Beschreibung näher erläutert. Es zeigt:

Fig. 1 ein Blockschaltbild eines erfindungsgemäßen Empfängers,

Fig. 2 ein Blockschaltbild eines ersten Ausführungsbeispiels für eine bei dem Empfänger nach Fig. 1 verwendeten Steuereinrichtung,

Fig. 3 ein zweites Ausführungsbeispiel einer Steuereinrichtung,

Fig. 4 ein Blockschaltbild eines in den Ausführungsbeispielen nach Fig. 2 und Fig. 3 verwendeten Phasendiskriminators,

Fig. 5 ein Simulationsmodell einer Antennenanordnung,

Fig. 6 resultierende Antennenrichtdiagramme bei der Richtungsänderung einer einfallenden Welle,

Fig. 7 resultierende Antennenrichtdiagramme bei dem Einfall mehrerer Wellen,

Fig. 8 Diagramme der Zwischenfrequenzamplitude des Zwischenfrequenzpegels und des demodulierten Signals bei dem erfindungsgemäßen Empfänger und

Fig. 9 entsprechende Signale bei einem bekannten Empfänger.

Gleiche Teile sind in den Figuren mit gleichen Bezugszeichen versehen.

Bei der Schaltungsanordnung nach Fig. 1 sind mehrere Antennen 11 bis 1n vorgesehen, von denen lediglich die Antenne 11 und 1n dargestellt sind. Jeweils einer Antenne ist eine Vorstufe 21 bis 2n zugeordnet, deren Ausgangssignal je einem Mischer 31 bis 3n zugeführt ist. Mit jeweils einem weiteren Eingang der Mischer 31 bis 3n ist ein durchstimmbarer Oszillator 71 verbunden. Die somit entstandenen Mischsignale  $u_1$  bis  $u_n$  werden einerseits über Multiplizierer 41 bis 4n und andererseits über Phasendrehglieder 51 bis 5n und weitere Multiplizierer 61 bis 6n Eingängen einer Summierschaltung 70 zugeführt. Das am Ausgang der Summierschaltung 70 anstehende Summensignal wird in an sich bekannter Weise einem Zwischenfrequenzverstärker, der aus einem Filter 72 und einem Begrenzer 73 besteht, zugeführt, an den sich ein Demodulator 74 anschließt, an dessen Ausgang 75 die niederfrequenten Signale zur Verfügung stehen.

Mit Hilfe von Steuereinrichtungen 81 bis 8n werden den Multiplizierern 41 bis 4n und 61 bis 6n Koeffizienten zugeführt, mit denen die Mischsignale  $u_1$  bis  $u_n$  und die um  $90^\circ$  phasengedrehten Mischsignale  $u_1'$  bis  $u_n'$  bewertet werden, wobei die den Multiplizierern 41 bis 4n zugeführten Koeffizienten jeweils als Realteil und die den Multiplizierern 61 bis 6n zugeführten Koeffizienten jeweils als Imaginärteil eines komplexen Koeffizienten  $w_i$  aufgefaßt werden können.

Jeweils eine der Steuereinrichtungen 81 bis 8n dient zur Bewertung eines der Mischsignale  $u_1$  bis  $u_n$  und des dazugehörigen um  $90^\circ$  phasengedrehten Mischsignals  $u_1'$  bis  $u_n'$ .

Fig. 2 zeigt ein erstes Ausführungsbeispiel einer Steuereinrichtung in stark vereinfachter Form. Zur Messung der Phasendifferenz zwischen dem jeweiligen Mischsignal  $u_i$  ( $i = 1$  bis  $n$ ) und dem Summensignal  $u_s$  werden beide Signale über jeweils einen Eingang 91, 92 und einen Bandpaß 93, 94 einem Phasendiskriminator 95 zugeführt. Mit Hilfe der Bandpässe 93, 94 wird die Messung der Phasendifferenz auf das Nutzsensorsignal beschränkt. Die Bandpässe 93, 94 beeinflussen zwar die Phasenlagen der Nutzsignale, infolge des symmetrischen Aufbaus ist der Einfluß auf beide zugeführten Signale im wesentlichen gleich, so daß eine Verfälschung des Meßergebnisses vernachlässigbar ist.

Der Phasendiskriminator 95 hat zwei Ausgänge 96, 97, an welchen jeweils Signale anstehen, die proportional zum Sinus bzw. proportional zum Cosinus des Phasenwinkels zwischen den Eingangssignalen des Phasendiskriminators sind. An den Ausgängen 98, 99 der nachgeschalteten Tiefpässe 100, 101 sind Steuerspannungen abnehmbar. Vom Ausgang 99 wird die Steuerspannung, welche den Realteil des Koeffizienten  $w_i$  dargestellt, der jeweiligen Multiplizierschaltung 41 bis 4n zugeführt, während die Multiplizierschaltungen 61 bis 6n für die  $90^\circ$  phasengedrehten Mischsignale mit entsprechenden Ausgängen 98 der Steuereinrichtungen 81 bis 8n verbunden sind.

Bei dem Ausführungsbeispiel nach Fig. 2 wird zur Steuerung nicht die Amplitude des Summensignals  $u_s$  benutzt. Es findet demnach keine Regelung statt, welche die Koeffizienten derart verstellt, daß die Amplitude des Summensignals ein Maximum aufweist. Es wird vielmehr aufgrund der jeweiligen Phasendifferenz zwischen einem Mischsignal und dem Summensignal das Mischsignal derart in der Phase gedreht, daß es positiv zum Summensignal beiträgt.

Durch eine Kombination des anhand von Fig. 2 beschriebenen Verfahrens mit einer zusätzlichen Auswer-

tung der Amplitude des Summensignals wie sie im Ausführungsbeispiel der DE 36 34 439 A1 beschrieben wurde, gelingt es, sowohl eine optimale Einstellung auf den Nutzsender herbeizuführen als auch diejenigen Empfangsrichtungen auszublenden, aus denen frequenzselektiven Schwund verursachende Echos einfallen.

Den grundsätzlichen Aufbau einer derartigen Steuereinrichtung zeigt Fig. 3. Dabei wird jeweils eines der Mischsignale  $u_i$  und das Summsignal  $u_s$  wie bei der Steuereinrichtung nach Fig. 2 einem Phasendiskriminator 95 zugeführt. Das Summsignal gelangt außerdem an den Eingang eines Amplitudendemodulators 102. Dabei umfaßt der Amplitudendemodulator einen geregelten Vorverstärker. Dieses und der nachgeschaltete Hochpaß 103 tragen dazu bei, daß der Modulationsgrad des Summensignals nahezu unabhängig vom mittleren Signalpegel ermittelt wird. Das Ausgangssignal des Hochpasses 103 wird um den Faktor  $v$  in einem Verstärker 104 verstärkt und zwei Mischern 105, 106 zugeführt, welche ferner mit den Ausgangssignalen des Phasendiskriminators 95 beaufschlagt sind. Die Ausgangssignale der Mischer 105, 106 werden in Subtrahierschaltungen 107 und 108 von den Ausgangssignalen des Phasendiskriminators 95 subtrahiert, wonach die Ergebnisse der Subtraktion wie bei dem Ausführungsbeispiel nach Fig. 2 tiefpaßgefiltert und von den Ausgängen 98, 99 den Multiplizierern 41 bis 4n bzw. 61 bis 6n zugeleitet werden.

Die Grenzfrequenzen der Tiefpässe 100, 101 in Verbindung mit dem Verstärkungsfaktor  $v$  des Verstärkers 104 bestimmen das Gewicht, mit dem die beiden unterschiedlichen Fehlerkriterien (Phasenabweichung zwischen  $u_i$  und  $u_s$  und Amplitude des Summensignals) auf den Einstellvorgang einwirken.

Fig. 4 zeigt ein Blockschaltbild eines Phasendiskriminators, der sich für die Verwendung in den Schaltungen gemäß Fig. 2 und Fig. 3 eignet. Die zu vergleichenden Signale werden den Eingängen 121 und 122 zugeführt und jeweils über einen Amplitudenbegrenzer 123, 124 und einen Tiefpaß 125, 126 geleitet. Die Amplitudenbegrenzer verhindern, daß Amplitudenschwankungen der zu vergleichenden Signale das Meßergebnis verfälschen. Die durch die Amplitudenbegrenzung entstandenen Oberschwingungen werden in den Tiefpässen 125, 126 unterdrückt.

Die Ausgangssignale der Tiefpässe 125, 126 werden zwei symmetrischen Mischern bzw. Analog-Multiplizierern 127, 128 zugeführt, wobei zwischen dem Ausgang des Tiefpasses 125 und dem entsprechenden Eingang des Mixers 128 ein 90°-Phasendrehglied 129 vorgesehen ist. Die Ausgangsspannungen der Mischer 127, 128 enthalten einen Gleichspannungsanteil, der dem Cosinus bzw. dem Sinus der Phasendifferenz proportional ist, sowie einen Wechselspannungsanteil, dessen Frequenz doppelt so groß wie die Frequenz der zu vergleichenden Signale ist. Der Wechselspannungsanteil wird mit Hilfe von nachgeschalteten Tiefpässen 100, 101 (Fig. 2 und 3) ausgefiltert.

Anhand der Fig. 5 bis 9 wird die Verbesserung des Empfangs mit dem erfindungsgemäßen Empfänger, welcher nach dem Ausführungsbeispiel gemäß Fig. 3 ausgelegt ist, dargestellt. Dabei zeigen die Fig. 6 bis 9 Ergebnisse einer Simulation, welcher die in Fig. 5 dargestellte Anordnung von vier Empfangsantennen zugrundeliegt. Der Abstand der jeweils diagonal angeordneten Strahler ist dabei gleich einer halben Wellenlänge.

Fig. 6a) zeigt das resultierende Antennenrichtdiagramm, welches sich bei einer von rechts einfallenden

ebenen Welle im eingeschwungenen Zustand einstellt. Eine abrupte Änderung der Einfallsrichtung führt über das in Fig. 6b) exemplarisch dargestellte transiente Richtdiagramm zu einem neuen stationären Richtdiagramm gemäß Fig. 6c).

Fig. 7 erläutert das Verhalten des erfindungsgemäßen Empfängers bei frequenzselektivem Schwund. Die Geradenabschnitte kennzeichnen dabei die Amplituden sowie die Einfallsrichtungen der direkten Welle bzw. der um die Zeiten  $\delta t_1$  bis  $\delta t_3$  verzögert eintreffenden Echos. Die Anfangswerte der Stellkoeffizienten zu Beginn des Adaptionsvorgangs sind willkürlich gewählt. Die Simulation wurde durchgeführt für die Trägerfrequenz von 100 MHz, wobei die Modulationsfrequenz 2 KHz und der Frequenzhub  $\pm 75$  KHz betrug.

Fig. 8a) zeigt den Zeitverlauf der Zwischenfrequenzamplitude (Amplitude des Summensignals)  $U_s$  und punktiert den Zwischenfrequenzpegel während des Einstellvorgangs. Ebenfalls während des Einstellvorgangs zeigt Fig. 8b) das zugehörige demodulierte Signal UNF. Man erkennt, daß die Störung schon nach etwa einer ms bis auf einen geringen Rest abgeklungen ist. Zum Vergleich sind in Fig. 9a) die Zeitverläufe der Zwischenfrequenzamplitude und des Zwischenfrequenzpegels sowie in Fig. 9b) der Zeitverlauf des demodulierten Signals dargestellt, wie sie in einem herkömmlichen Empfänger auftreten.

#### Patentansprüche

1. Empfänger für Radiowellen im VHF- und UHF-Bereich mit mehreren Antennen, insbesondere für ein Kraftfahrzeug, wobei das von jeder Antenne empfangene Signal mit einem im Empfänger erzeugten Träger gemischt wird und die somit entstandenen Mischsignale mit steuerbarer Phasenlage zu einem Summsignal addiert werden, wobei die Phasenlagen der zu addierenden Mischsignale jeweils in Abhängigkeit der Phasendifferenz zwischen dem jeweiligen Mischsignal und dem Summsignal gesteuert werden, jeweils ein Mischsignal der ursprünglichen Phasenlage und ein um 90° phasengedrehtes Mischsignal mit je einem Koeffizienten gewertet werden, der aus der Phasendifferenz zwischen dem Mischsignal und dem Summsignal abgeleitet wird, und wobei für jedes der Mischsignale ein Phasendiskriminator vorgesehen ist, welchem einerseits das Mischsignal und andererseits das Summsignal zugeführt sind, und der Phasendiskriminator über einen Ausgang für die Sinusfunktion der Phasendifferenz und einen Ausgang für die Kosinusfunktion der Phasendifferenz aufweist und diesen Ausgängen je ein Tiefpaß nachgeschaltet ist, dadurch gekennzeichnet, daß dem Phasendiskriminator (95) das Mischsignal und das Summsignal über je einen Bandpaß (93, 94) zugeführt sind, daß zwischen die Ausgänge (96, 97) des Phasendiskriminators (95) und die Tiefpässe (100, 101) je ein Mischer (105, 106) eingefügt ist, und den Mischern (105, 106) das amplitudendemodulierte Summsignal über einen Hochpaß (103) zugeführt ist.

2. Empfänger nach Anspruch 1, dadurch gekennzeichnet, daß jedem Mischer eine Subtrahierschaltung nachgeschaltet ist, und dem zweiten Eingang der jeder Subtrahierschaltung das Signal des zugeordneten Phasendiskriminatorsausganges zugeführt ist.

Hierzu 6 Seite(n) Zeichnungen

5

10

15

20

25

30

35

40

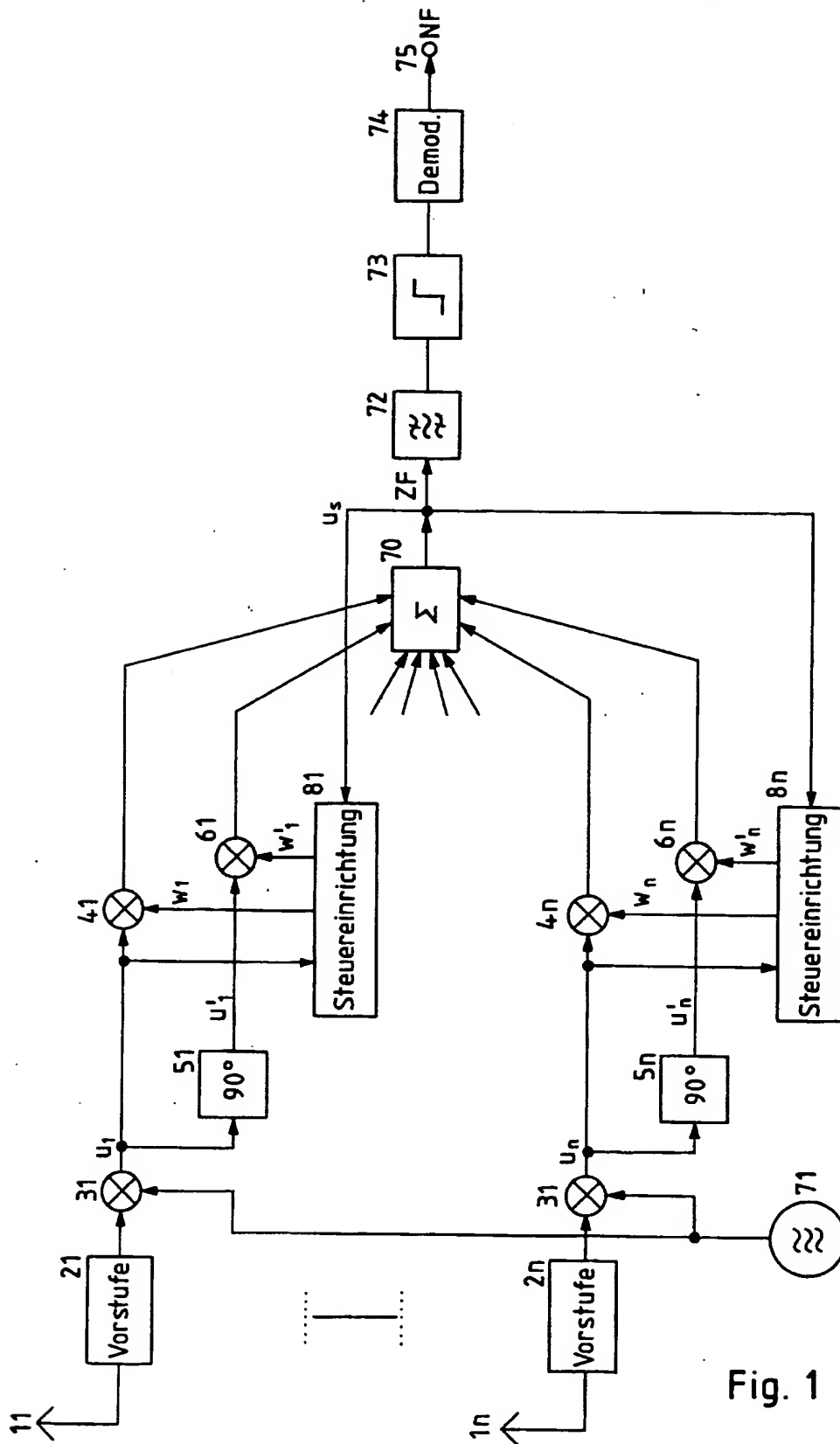
45

50

55

60

65



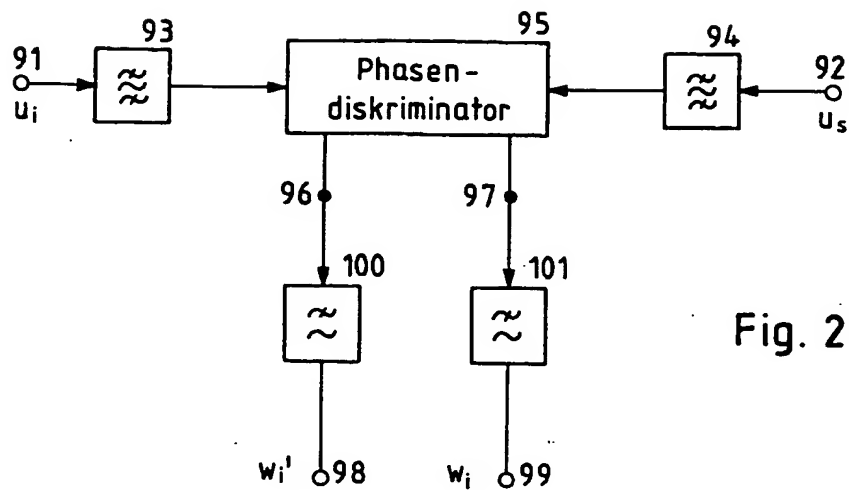


Fig. 2

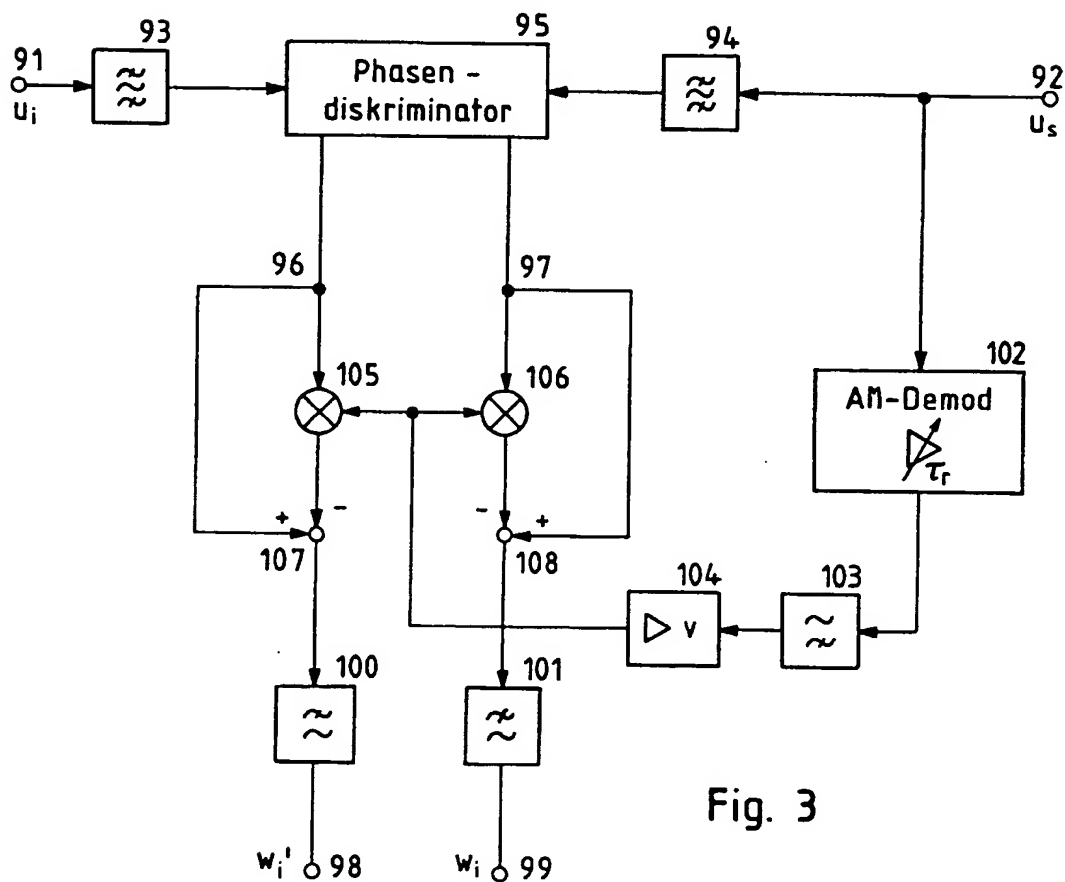


Fig. 3



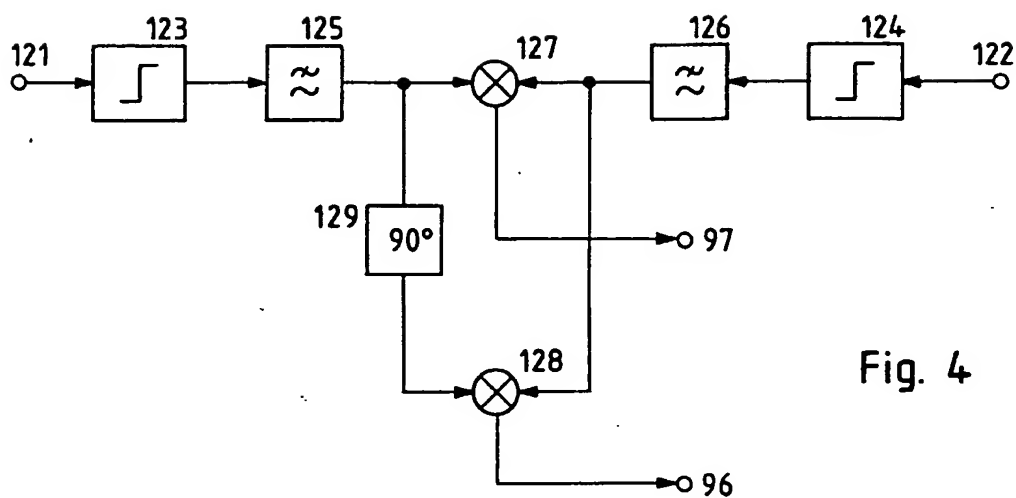


Fig. 4

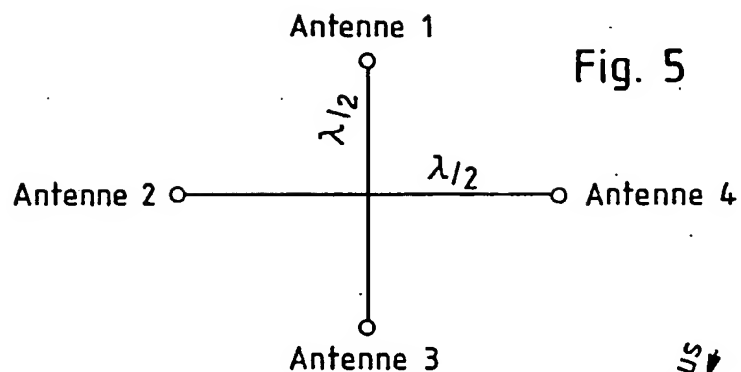


Fig. 5

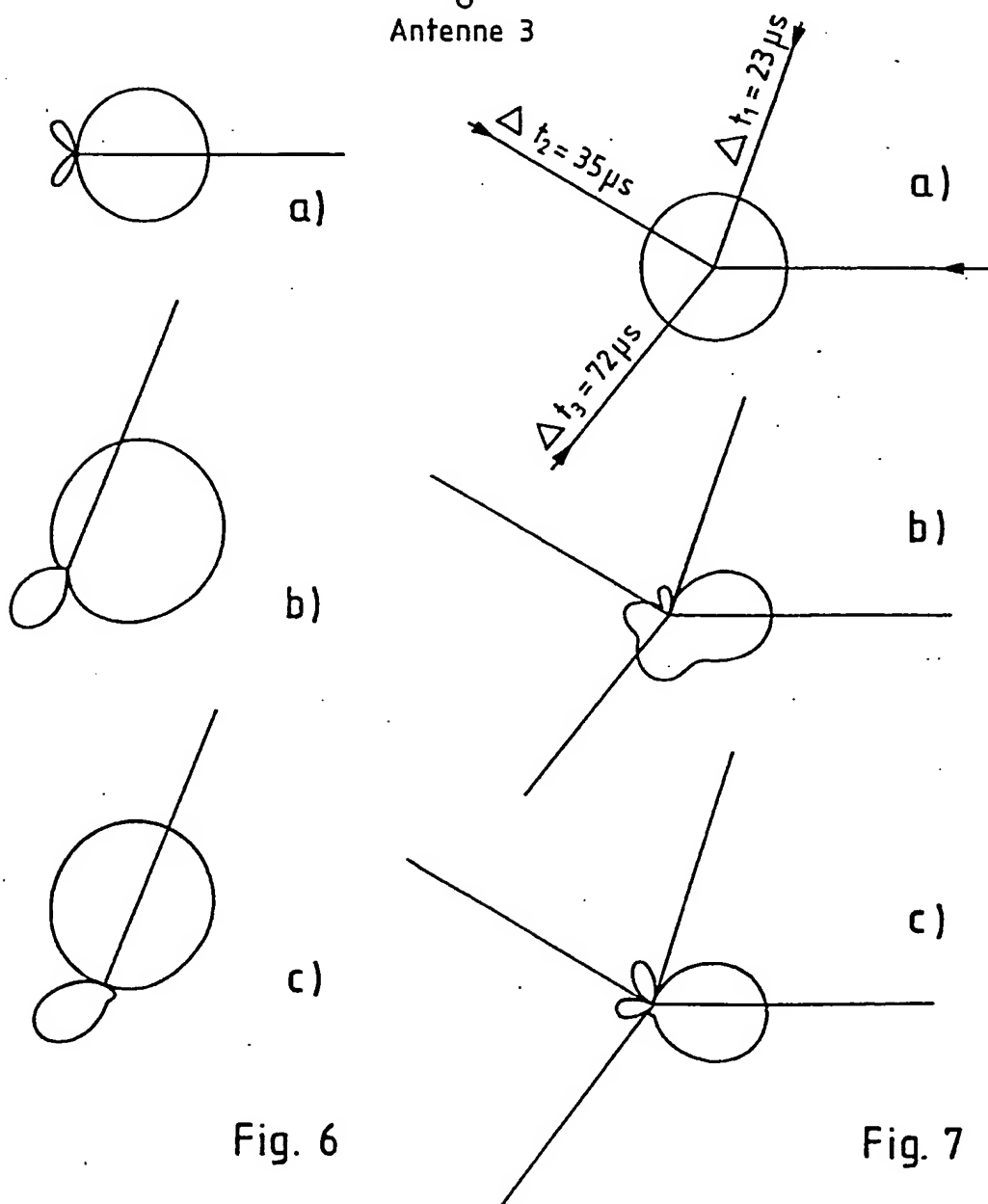
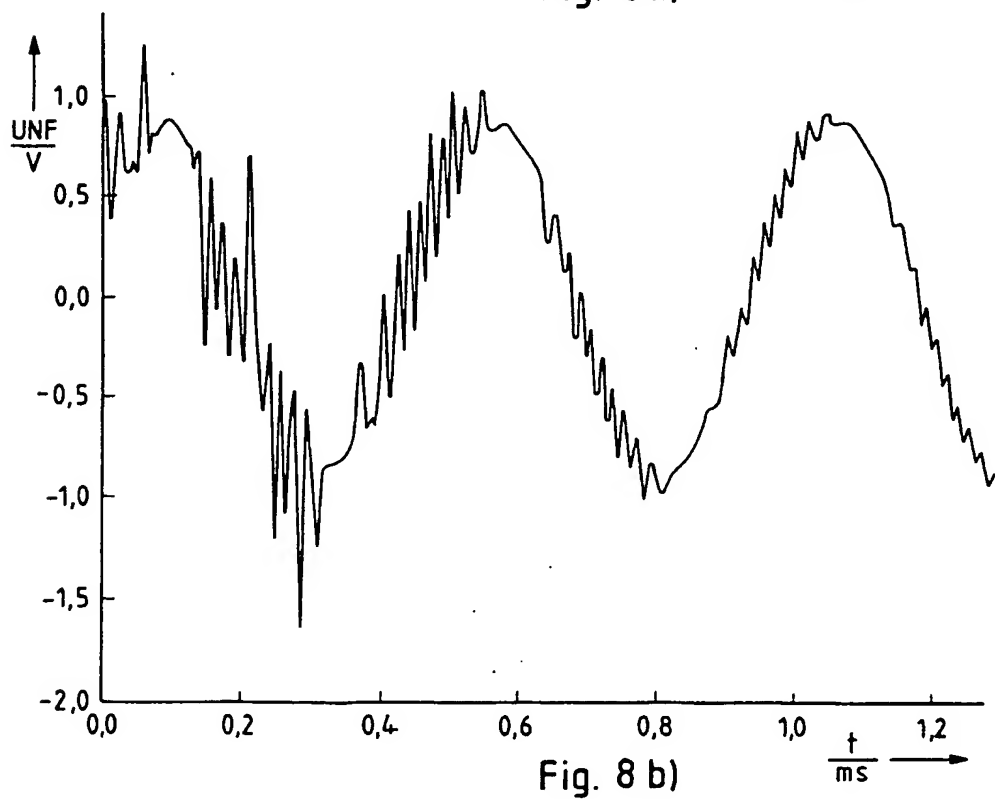
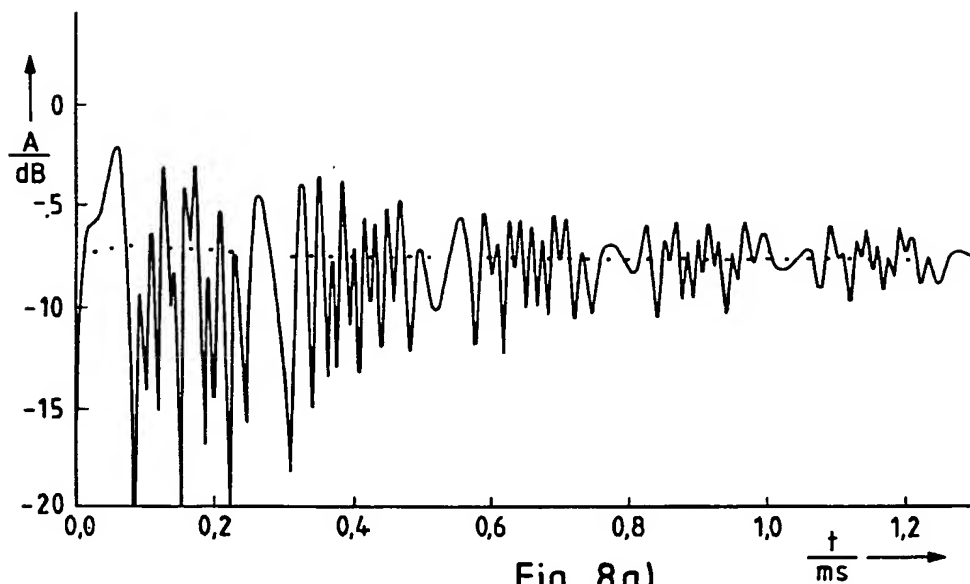


Fig. 6

Fig. 7



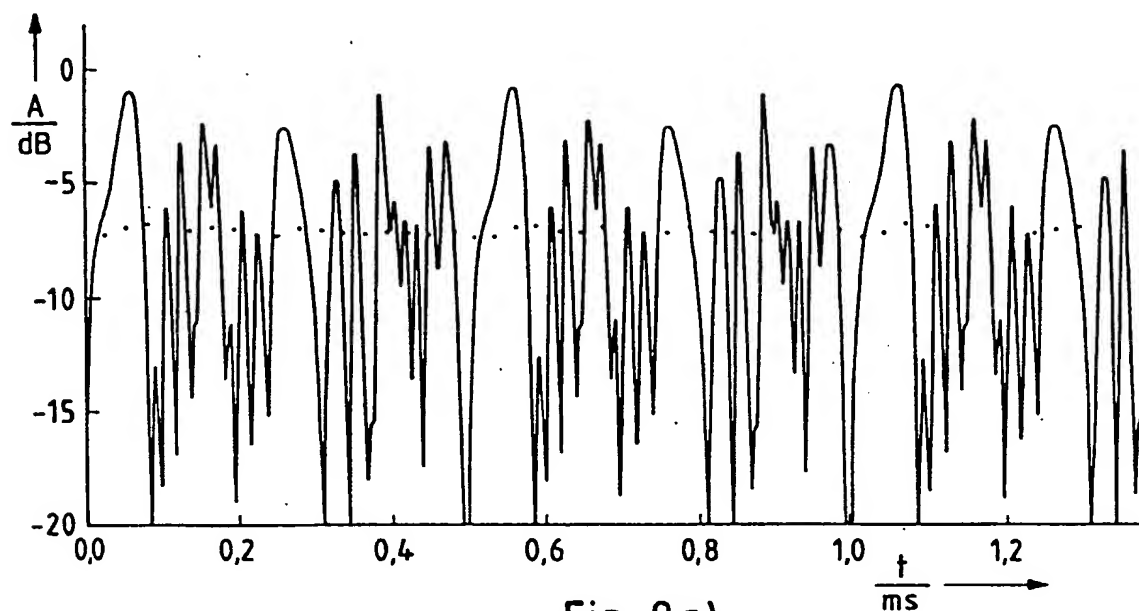


Fig. 9 a)

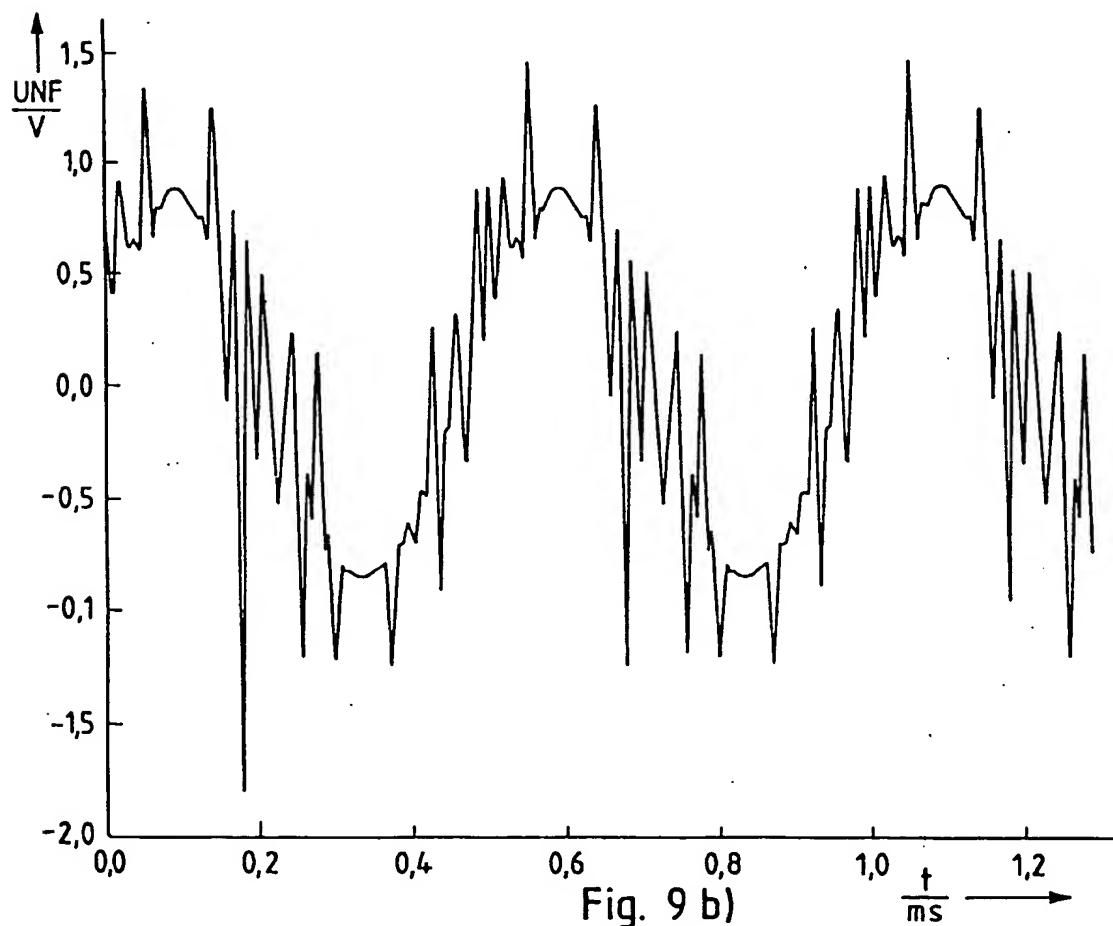


Fig. 9 b)